日本国特許庁 21.4.2004
JAPAN PATENT OFFICE

REC'D 21 MAY 2004
WIPO PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: ２００３年 ４月２２日

出願番号
Application Number: 特願２００３－１１７１４９

[ST. 10/C]: [ＪＰ２００３－１１７１４９]

出願人
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

２００４年 ３月１８日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office 今井康夫

出証番号 出証特２００４－３０２２１１５

【書類名】　特許願
【整理番号】　2022050065
【あて先】　特許庁長官　太田　信一郎　殿
【国際特許分類】　H02P　6/02
【発明者】
　【住所又は居所】　大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内
　【氏名】　中田　秀樹
【発明者】
　【住所又は居所】　大阪府門真市大字門真１００６番地　松下電器産業株式会社内
　【氏名】　植田　光男
【特許出願人】
　【識別番号】　000005821
　【氏名又は名称】　松下電器産業株式会社
【代理人】
　【識別番号】　100065868
　【弁理士】
　【氏名又は名称】　角田　嘉宏
　【電話番号】　078-321-8822
【選任した代理人】
　【識別番号】　100088960
　【弁理士】
　【氏名又は名称】　高石　▲さとる▼
　【電話番号】　078-321-8822

【選任した代理人】
【識別番号】　100106242
【弁理士】
【氏名又は名称】　古川　安航
【電話番号】　078-321-8822
【選任した代理人】
【識別番号】　100110951
【弁理士】
【氏名又は名称】　西谷　俊男
【電話番号】　078-321-8822
【選任した代理人】
【識別番号】　100114834
【弁理士】
【氏名又は名称】　幅　慶司
【電話番号】　078-321-8822
【手数料の表示】
【予納台帳番号】　006220
【納付金額】　21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】　明細書　1
【物件名】　図面　1
【物件名】　要約書　1
【包括委任状番号】　0101410
【プルーフの要否】　要

【書類名】　明細書

【発明の名称】　モータ制御装置、圧縮機、及び電気機器

【特許請求の範囲】

【請求項１】　ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、

前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流の位相を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備えた、モータ制御装置。

【請求項２】　前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御する、請求項１記載のモータ制御装置。

【請求項３】　前記制御部は、前記ブラシレスモータの回転に基づいて前記回転速度変動と前記ブラシレスモータの回転位相とを検出し、該検出した回転速度変動と回転位相とに基づいて前記モータ電流の位相を制御する、請求項２記載のモータ制御装置。

【請求項４】　前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流に基づいて該ブラシレスモータの回転数と回転位相とを推定し、それにより、前記回転速度変動と回転位相とを検出する、請求項３記載のモータ制御装置。

【請求項５】　前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流の位相と振幅とを制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する、請求項１記載のモータ制御装置。

【請求項６】　前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相及び振幅を制御する、請求項５記載のモータ制御装置。

【請求項７】　交流電源から出力される交流電力を整流して前記インバータ回路に出力する整流器をさらに備え、

前記制御部は前記モータ電流の振幅を前記交流電源の出力電圧の絶対値に応じて制御する、請求項５記載のモータ制御装置。

【請求項８】　前記整流器は前記交流電力を全波整流する、請求項７記載のモータ制御装置。

【請求項９】　前記インバータ回路への直流電力入力端子間に互いに直列に接続されたコンデンサとツェナーダイオードとをさらに備えた、請求項１乃至８のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項１０】　交流電源から出力される交流電力を直流電力に変換する電力変換器と、

前記電力変換器で変換された直流電力をブラシレスモータに供給して該ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、

前記インバータ回路の直流電力入力端子間に接続されたコンデンサと、

前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備え、

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流を制御し、かつ前記モータ電流の振幅と前記モータ電流の平均値との比較に基づいて前記交流電源から出力される電流を制御する、モータ制御装置。

【請求項１１】　前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間には前記コンデンサが充電され、前記モータ電流の振幅が前記平均値よりも大きい期間には前記コンデンサが放電するよう前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項１０記載のモータ制御装置。

【請求項１２】　前記電力変換器が整流器であり、前記インバータ回路の直流電力入力端子間にコンデンサと直列にスイッチング素子が接続され、前記制御部は前記スイッチング素子をオン・オフすることにより前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項１１記載のモータ制御装置。

【請求項１３】　前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間にはその振幅が小さくなり、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも大きい期間にはその振幅が大きくなるよう、前記交流電源から出力される電流を制御する、請求項１１記載のモータ制御装置。

【請求項１４】　前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御する、請求項１０乃至１３のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項１５】　前記ブラシレスモータが１回転中に１つのピークを有するようにトルクが変動する負荷を駆動するものである、請求項１乃至１４のいずれかに記載のモータ制御装置。

【請求項１６】　請求項１５に記載のモータ制御装置により制御される前記ブラシレスモータを駆動源として備えた、圧縮機。

【請求項１７】　請求項１６に記載の圧縮機を熱媒体圧縮手段として備えた、電気機器。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、モータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器に関し、特にブラシレスモータを制御するものに関する。

【０００２】

【従来の技術】

近年、省資源化及び低コスト化の観点からインバータ回路の入力側に大容量の平滑コンデンサを使用せずに、小容量のコンデンサを備えたモータ制御装置が提案されている。

【０００３】

図１３はこのようなモータ制御装置の構成を示す回路図である。図１３に示すように、このモータ制御装置（以下、第１の従来例という）においては、コンデンサ２０３の容量が小さいため、交流電源２０１の出力電圧を整流回路２０２で整流して得られるインバータ回路２０４への入力電圧が充分平滑化できず、脈動を持った波形となる。このような脈動を持った電圧は交流電源２０１の出力電圧に同期しかつその周波数の２倍の周波数を有している。そこで、ブラシレスモータ２０５に入力したい所望のトルク指令に、図１４（ａ）に示すように、インバータ回路２０４への入力電圧に同期しかつ相似した波形を持たせることで、脈動を持った電圧であってもブラシレスモータ２０５を駆動でき、かつ、図１４（ｂ）に示すように交流電源２０１からの入力電流Ｉが正弦波状となり、電源力率が低下しないように制御している（例えば、特許文献１参照）。

【０００４】

一方、空気調和機や冷蔵庫などに使用されている圧縮機を駆動するブラシレスモータの場合、１回転に１回の負荷変動が大きいことが原因となって、特に低回転数領域で騒音並びに振動が発生する。特にロータリー型圧縮機や往復動圧縮機の場合、ブラシレスモータにかかる負荷トルクは、図１５に示すように、冷媒を吐出するタイミングで最大となるようにして、モータの回転位相（回転子角度）に応じて大きく変動するため、回転子が１回転する間に大きく脈動し、それにより、振動及び騒音が発生する。さらに、その脈動は、平均回転数が低いほど増大し、それによる振動の振幅も増大する。そこで、負荷変動を考慮して振動が小さくなるようにモータ電流を制御する方法が提案されている。このモータ電流制御方法（以下、第２従来例という）では、推定されたモータの回転数から、１回転中の加速度あるいは速度変動分を算出し、その変動分が小さくなるようにモータ電流の指令（振幅指令）を作成する。すなわち、モータの回転位相を所定の区間に分割し、その分割された区間毎に加速度あるいは速度変動分から振動を小さくするためのトルク指令補正量を作成して、その補正量をモータ電流指令に加算する。このモータ電流制御方法では、モータ電流指令が回転子の１回転につき１回の割合で大きく増減することになるため、交流電源からの電力供給量もモータの１回転に１回の割合で大きく増減してしまい、電源力率を低下させてしまう。そのため、大容量のインダクタ並びに大容量の平滑コンデンサを設けて電源力率を低下しないようにしている（例えば、特許文献２参照）。

【０００５】

【特許文献１】

特開２００２－５１５８９号公報（第１図、第９図）

【特許文献２】

特開２００１－３７２８１号公報（第１３図）

【０００６】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記第１の従来例では、トルク指令が電源周波数の２倍の周波数で変化することから、１回転に１回の負荷変動を有する圧縮機などに適用する

と、負荷変動の周波数が電源周波数の２倍の周波数とは異なるため、騒音並びに振動が低減できないという課題があった。また、上記第２の従来例を用いて、省資源化や低コスト化のために単純にインダクタや平滑用コンデンサを小容量化しようとすると、電源力率が低下してしまい、電源系統に悪影響を及ぼすという課題があった。

【０００７】

本発明は上記のような課題に鑑みなされたもので、インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制可能なモータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器を提供することを目的としている。

【０００８】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明に係るモータ制御装置は、ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流の位相を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備えている（請求項１）。このような構成とすると、モータ電流の位相を制御することにより、回転速度が変動しないようブラシレスモータの出力トルクを制御することができる。この場合、モータ電流の振幅は変化しないので、インダクタや平滑用コンデンサを必要とせずに、電源力率を低下させることなく負荷トルクの変動に伴う振動を低減することができる。

【０００９】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項２）。

【００１０】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの回転に基づいて前記回転速度変動と前記ブラシレスモータの回転位相とを検出し、該検出した回転速度変動と回転位相とに基づいて前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項３）。

【００１１】

前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流に基づいて該ブラシレスモ

ータの回転数と回転位相とを推定し、それにより、前記回転速度変動と回転位相とを検出してもよい（請求項４）。このような構成とすると、回転速度変動及び回転位相を簡易な構成で検出できる。

【００１２】

前記制御部は、前記ブラシレスモータのモータ電流の位相と振幅とを制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御してもよい（請求項５）。

【００１３】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相及び振幅を制御してもよい（請求項６）。このような構成とすると、モータ電流の位相と振幅との双方を任意の配分で制御して回転速度変動を抑制することができるので、より自由度の高いモータ制御装置を提供することができる。また、電源力率を所望の値に設定できる。

【００１４】

交流電源から出力される交流電力を整流して前記インバータ回路に出力する整流器をさらに備え、前記制御部は前記モータ電流の振幅を前記交流電源の出力電圧の絶対値に応じて制御してもよい（請求項７）。このような構成とすると、モータ電流の振幅を、交流電源の出力電圧の絶対値が増大する期間は小さくなり、交流電源の出力電圧の絶対値が減少する期間は大きくなるように制御することにより、交流電源から出力される電流がより滑らかになり、電源力率がさらに向上する。

【００１５】

前記整流器は前記交流電力を全波整流してもよい（請求項８）。このような構成とすると、インバータ回路に入力される電圧の脈動が大きなものとなるので、本発明がより顕著な効果を奏する。

【００１６】

前記インバータ回路への直流電力入力端子間に互いに直列に接続されたコンデンサとツェナーダイオードとをさらに備えてもよい（請求項９）。このような構成とすると、整流器を介して接続される交流電源の出力電圧がコンデンサの保持電圧とツェナーダイオードの降伏電圧との和より高い時には交流電源からコンデ

ンサに充電電流が流れるので、その分、通電期間が長くなり、さらに電源力率が向上する。特に、平滑コンデンサを有しないモータ制御装置においてはモータの電流位相や振幅を制御しても振動が低減できないような高負荷運転の場合に、出力トルクが小さい、すなわちモータ電流が小さい時はコンデンサに充電して交流電源からの電流の流入を増大させ、出力トルクが大きい、すなわちモータ電流が大きい時はコンデンサから放電してモータ電流を増大することができるので、高負荷運転の場合においても電源力率を低下させずに振動を抑制することができる。

【００１７】

また、本発明に係るモータ制御装置は、交流電源から出力される交流電力を直流電力に変換する電力変換器と、前記電力変換器で変換された直流電力をブラシレスモータに供給して該ブラシレスモータを駆動するインバータ回路と、前記インバータ回路の直流電力入力端子間に接続されたコンデンサと、前記インバータ回路を介して前記ブラシレスモータのモータ電流を制御することにより該ブラシレスモータの回転速度を制御する制御部とを備え、前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流を制御し、かつ前記モータ電流の振幅と前記モータ電流の平均値との比較に基づいて前記交流電源から出力される電流を制御する（請求項１０）。このような構成とすると、モータ電流の振幅とモータ電流の平均値との比較に基づいてモータ電流の大小を判定することにより、的確に電源力率の向上を図ることができる。

【００１８】

前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間には前記コンデンサが充電され、前記モータ電流の振幅が前記平均値よりも大きい期間には前記コンデンサが放電するよう前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項１１）。このような構成とすると、コンデンサの充放電に応じて交流電源から出力される電流が制御されるので、さらに電源力率を向上することができる。

【００１９】

前記電力変換器が整流器であり、前記インバータ回路の直流電力入力端子間に

コンデンサと直列にスイッチング素子が接続され、前記制御部は前記スイッチング素子をオン・オフすることにより前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項１２）。

【００２０】

前記制御部は、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも小さい期間にはその振幅が小さくなり、前記モータ電流の振幅が前記モータ電流の平均値よりも大きい期間にはその振幅が大きくなるよう、前記交流電源から出力される電流を制御してもよい（請求項１３）。

【００２１】

前記制御部は、前記ブラシレスモータの負荷トルク変動による回転速度変動を抑制するよう前記モータ電流の位相を制御してもよい（請求項１４）。

【００２２】

前記ブラシレスモータが、１回転中に１つのピークを有するようにトルクが変動する負荷を駆動するものであってもよい（請求項１５）。このような構成とすると、本発明が特に顕著な効果を奏する。

【００２３】

また、本発明に係る圧縮機は、請求項１５の記載のモータ制御装置により制御される前記ブラシレスモータを駆動源として備えている（請求項１６）。

【００２４】

また、本発明に係る電気機器は、請求項１６に記載の圧縮機を熱媒体圧縮手段として備えている（請求項１７）。

【００２５】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施の形態を、図面を用いて説明する。

（実施の形態１）

図１は本発明の実施の形態１に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【００２６】

図１において、本実施の形態のモータ制御装置１０１は、単相交流電源（以下

、単に交流電源という）１から出力される交流電力を整流する整流回路２と、整流回路２で整流された直流電力を交流電力に変換してブラシレスモータ４に供給するインバータ回路３と、ブラシレスモータ４に流れる電流（以下、モータ電流という）を検出する電流センサ１０２と、電流センサ１０２により検出されたモータ電流に基づいてインバータ回路３を駆動制御する制御部５とを有している。ブラシレスモータ４は、ここでは、例えば圧縮機（図示せず）を駆動する。

【００２７】

整流器２は、ここでは、全波整流器で構成されている。インバータ回路３は、ここでは、電圧型のインバータで構成されている。

【００２８】

制御部５は、マイコン等の演算器で構成され、回転数／回転位相推定部６、変動抑制部７、回転数誤差検出部８、電流指令作成部９及び印加電圧作成部１０を有している。

【００２９】

回転数／回転位相推定部６は、電流センサ１０２で検出されたモータ電流に基づいてブラシレスモータ４の回転位相及び回転数を推定し、これを推定回転数$\omega\hat{}$及び推定回転位相θとして出力する。電流センサ１０２は、ここでは、ブラシレスモータ４の三相コイルに流れる電流を検出している。なお、この回転位相並びに回転数の推定には、ブラシレスモータ４に印加された電圧値、ブラシレスモータ４の特性を表すモータ定数等を用いてもよく、また、ブラシレスモータの位置センサレス正弦波駆動でよく使われる従来技術を用いてもよい。なお、位置センサを有するブラシレスモータを駆動するモータ制御装置の場合であれば、位置センサの信号に基いて回転位相並びに回転数を求めてもよく、この場合は回転数／回転位相推定部６は不要となる。

【００３０】

変動抑制部７は、回転数／回転位相推定部６から出力された推定回転数$\omega\hat{}$に基づいて、ブラシレスモータ４の負荷トルク変動に伴う回転数の変動を算出し、ブラシレスモータ４の回転速度変動が抑制されるような電流位相指令β^*を電流指令作成部９に出力する。

【００３１】

回転数誤差検出部８は、モータ制御装置１０１の外部から入力される回転数指令ω^*と、回転数／回転位相推定部６から出力された推定回転数$\omega\hat{}$との誤差より電流振幅指令I^*を作成し、電流指令作成部９に出力する。

【００３２】

電流指令作成部９は、入力された電流振幅指令I^*と電流位相指令β^*とから、下記の式（２）に従ってｄ軸電流指令I_d^*とｑ軸電流指令I_q^*を作成し、印加電圧作成部１０に出力する。

【００３３】

$I_d^* = I^* \times \sin(\beta^*)$、$I_q^* = I^* \times \cos(\beta^*)$　・・・（２）

印加電圧作成部１０は、電流センサ１０２で検出されたモータ電流値と回転数／回転位相推定部６から出力された推定回転位相θとからｄ軸電流値I_d、ｑ軸電流値I_qを検出し、これらｄ軸電流値I_d、ｑ軸電流値I_qが、それぞれ、ｄ軸電流指令I_d^*、ｑ軸電流指令I_q^*になるようにブラシレスモータ４に印加する電圧値を作成し、この電圧値をＰＷＭ信号としてインバータ回路３に出力する。つまり、ｄ軸電流値I_dがｄ軸電流指令I_d^*となるようにフィードバック制御が行われる。このようなフィードバック制御として、一般的なＰＩ制御を用いることができるが、ＰＩ制御以外の制御方式を用いてもよい。また、ブラシレスモータ４に印加する電圧値を作成する際は、インバータ回路３の入力電圧は大きく脈動するので、インバータ回路３の入力電圧を検出してＰＷＭ信号を補正してもよい（ＰＷＭ信号は図示しない）。

【００３４】

インバータ回路３は、入力されたＰＷＭ信号に基いて各スイッチング素子をオン・オフ動作させ、それにより、ブラシレスモータ４に、印加電圧作成部１０が定める電圧を印加する。

【００３５】

以上の一連の動作を制御周期毎に継続して実行することで、ブラシレスモータ４のモータ電流が所望の電流振幅並びに電流位相となる。ここで、所望の電流振幅並びに電流位相とは、ブラシレスモータ４の回転数が回転数指令ω^*に応じた

ものとなりかつ回転速度の変動が抑制されるような電流振幅並びに電流位相を意味している。

【００３６】

次に、本発明を特徴付ける変動抑制部７の構成及び原理を具体例を挙げて説明する。

【００３７】

図２は、図１のブラシレスモータ４の回転子角度に対する負荷トルク、速度、検出速度、検出加速度、及びトルク指令補正量の変化の一例を表す図である。また、図３は変動抑制部７の構成を示すブロック図である。

【００３８】

まず、変動抑制部７の構成を説明する。

【００３９】

図３において、変動抑制部７は、回転数／回転位相推定部６（図１参照）から入力される推定回転数ω ^に基づいて回転子の加速度（以下、検出加速度という）を検出する回転子加速度検出部１１と、目標加速度（０）と検出加速度との誤差（以下、加速度誤差という）を算出する減算器１２と、減算器１２で算出された加速度誤差に基づいて、回転子１回転の回転子角度をＮ分割してなる区間（以下、回転子角度区間という）毎に、トルク指令補正量を算出する第１～第ｎ加速度制御部Ａｃ１～Ａｃｎと、このトルク指令補正量を、それぞれ、電流位相指令補正量に変換する電流位相指令変換部１４と、この電流位相指令補正量を線形補間して電流位相指令β^*を作成する電流位相指令補正量補間部１５とを備えている。

【００４０】

次に、変動抑制部７の原理を説明する。

【００４１】

図１～図３において、従来の技術の欄において説明したように、圧縮機、とくにロータリー型や往復動型圧縮機では、負荷トルクが、その回転子角度により大きく変動する。このような負荷トルクの変動が存在する場合、ブラシレスモータ４の回転子の回転速度（以下、単に速度という）は、図２に示すように、負荷ト

ルクが大きくなると低下し、逆に負荷トルクが小さくなると増加するように変動する。一方、回転子の加速度（以下、単に加速度という）は、負荷トルクと正反対の形で、負荷トルクが大きいときには、加速度が小さいというように変動する。いま、圧縮機の振動を低減させたいのであるから、負荷トルクが大きな回転子角度でブラシレスモータ４の出力トルクを最大にし、逆に負荷トルクが低い位置でブラシレスモータ４の出力トルクを低下させれば、トルクが釣り合って振動が低減される。そのためには速度変動を低減すればよいが、速度変動を低減するには、加速度成分を０にするようにトルクを制御すればよいことは明白である。そこで、まず、入力された推定回転数ω^を用いて、回転子加速度検出部１１でその値の変動を計算することにより加速度（検出加速度）を算出（検出）する。さらに、減算器１２において、目標である加速度０との偏差から加速度誤差を求める。トルク変動は、回転位相に対してあるパターンを持つものであるので、制御を回転位相により切り替えることにより、制御遅れの影響を排除した制御が可能となる。

【００４２】

すなわち、回転子の加速度を制御するとき、所定の回転位相に対して、その位相に対応した加速度を用いて制御を実施しなければ、加速度制御の制御遅延により制御性能が悪化する。従って、回転子１回転の回転子角度を複数（Ｎ）の区間に分割し、その区間毎に加速度制御の演算を実施する。演算は下記の式（１）により行う。

【００４３】

$$tr(n+1, i)=tr(n, i)-Ga\times a(i) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

ここで、tr(n, i)：インバータトルク指令（n：回転目、ｉ：回転子角度区間）

a(i)：加速度（ｉ：回転子角度区間）

Ga：制御ゲイン

ここでは、回転子角度をＮ個の回転子角度区間に分け、各回転子角度区間毎に第１～第ｎ加速度制御部Ａｃ１～Ａｃｎにおいて加速度制御の演算を行う。その結果、第１～第ｎ加速度制御部Ａｃ１～Ａｃｎの各々の出力はその対応する回転

子角度区間におけるトルク指令補正量となる。ここで、回転子の回転に応じて、制御すべき回転子角度区間が移動するので、それに応じて動作する加速度制御部Ａｃ１～Ａｃｎを切り替える必要があるが、これは回転数／回転位相推定部６から入力される推定回転位相θに基づいて行う。このトルク指令補正量はブラシレスモータ４の回転速度を一定に保つように働く。そして、このトルク指令補正量は、電流位相指令変換部１４により、電流位相補正量に変換される。モータ電流の位相を進めると、ブラシレスモータ４の発生トルク（出力トルク）は減少し、逆にモータ電流の位相を遅らせるとブラシレスモータ４の発生トルクは増大する。従って、トルク指令補正量が大きい時は、出力する電流位相補正量は小さくなり、トルク指令補正量が小さい時は電流位相補正量は大きくなる。なお、この時の電流位相補正量は、制限を設けておく。例えば、ブラシレスモータ４が逆突極構造であれば、モータの出力トルクが最大となるモータ電流の位相は０度と９０度との間のある回転子角度に存在し、その回転子角度より進んだ回転子角度にしても遅れた回転子角度にしてもトルクは減少するので、電流位相補正量はその角度から９０度の範囲になるように制限される。また、ブラシレスモータ４が突極構造をもたないものであれば、出力トルクが最大となるモータ電流の位相は０度なので、電流位相補正量は０度から９０度の範囲になるように制限される。

【００４４】

さらに、実際の回転子角度は連続であるので、電流位相指令補正量補間部１５により、Ｎ個の電流位相補正量が回転子角度に応じて補間されて、最終的な電流位相指令β^*として出力される。この回転子角度として、回転数／回転位相推定部６から入力される推定回転位相θが用いられる。

【００４５】

図４はトルク変動と電流位相指令β^*の出力の関係を示す特性図である。

【００４６】

図１～図４を参照すると、第１～第ｎ加速度制御部Ａｃ１～Ａｃｎから１回転につきＮ個の電流位相補正量が出力されるが、このＮ個の電流位相補正量が電流位相指令補正量補間部１５で補間されて、電流位相指令β^*として出力される。この補間は、ここでは、線形補間が採用されている。

【００４７】

そして、図４に示すように、電流位相指令β^*は、ここでは、回転子角度に対し、負荷トルクが大きい部分では小さく、負荷トルクが小さい部分では大きくなるように変化する。大雑把に言えば、電流位相指令β^*は、略、負荷トルクと逆の位相を有するように変化する。これにより、ブラシレスモータ４の出力トルクは、回転子角度に対し負荷トルクの変動に対応するように変化する。

【００４８】

次に、以上のように構成されたブラシレスモータの駆動回路及びモータ制御装置の動作を説明する。

【００４９】

図５は第２の従来例において平滑コンデンサを省略した場合における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流振幅指令Ｉ*の波形を示す図、図６は本実施の形態における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流位相位相指令β^*の波形を示す図である。

【００５０】

図１～図４において、交流電源１から出力される交流電圧は、整流回路２において脈動を持った直流電圧に整流されて、インバータ回路３に供給される。この脈動を持った直流電圧の一例（全波整流波形）を図９(a)に示す。インバータ回路３はこの脈動を持った直流電力を交流電力に変換し、ブラシレスモータ４に制御部５が定める電圧を印加してこれを駆動する。この際、ブラシレスモータ４の負荷トルクは図４に示すように、回転子の１回転中に１つのピークを有するように変動する。一方、制御部５は、電流センサ１０２で検出されたブラシレスモータ４のモータ電流に基づいて、図６(c)に示すように正弦波状に変化しかつ負荷トルクと略逆位相を有する電流位相指令β^*を作成して、この電流位相指令β^*に基づいてインバータ回路３を駆動制御する。これにより、図６(b)に示すように、ブラシレスモータ４のモータ電流の位相が回転子の回転に伴って変化し、それにより、ブラシレスモータ４の出力トルクが負荷トルクの変動に応じたものとなる。その結果、負荷変動に伴う速度変動により発生する振動を低減することがで

きる。このときのモータ電流の振幅は図６(b)に示すように一定になるので、大容量の平滑用コンデンサを使用しない（本実施の形態では平滑コンデンサそのものを使用しない）モータ制御装置であっても、図６(a)に示すように交流電源１から出力される電流の振幅は変化しないため、電源力率が低下することはない。従って、振動抑制制御を行っても商用配電系統へ悪影響を及ぼさない。

【００５１】

これに対し、第２の従来例を平滑コンデンサを省略して圧縮機に適用すると、モータ電流の振幅が図５(b)に示すように変化し、それに対応して、５(a)に示すように交流電源１から出力される電流の振幅が変化するため、電源力率が低下する。また、商用系統へ悪影響を及ぼす。

【００５２】

このように、本実施の形態によれば、電源力率の低下及び商用配電系統への悪影響をもたらすことなく、負荷トルク変動に起因する振動を低減することができる。

【００５３】

なお、上記では、負荷トルクが、回転子１回転につき１回のピークを有するように変動する場合を説明したが、本発明は、負荷トルクが任意の態様で変化する場合にも、同様に適用することができる。

【００５４】

また、上記では、変動抑制部７において加速度に基づいて電流位相指令を作成したが、例えば速度に基づいて電流位相指令を作成しても同様の効果が得られることは明らかである。

【００５５】

また、上記ではインバータ回路３を電圧型インバータで構成したが、電流型インバータで構成しても構わない。

実施の形態２

図７は本発明の実施の形態２に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図７において図１と同一符号は同一又は相当する部分を示す。図７に示すように、本実施の形態では、制御部５が加算部１６を有している。変動抑制部７

は、さらに、電流振幅補正指令I_h^*を出力する。加算部１６は、回転数誤差検出部８からの出力とこの電流振幅補正指令I_h^*とを加算して電流指令作成部９へ出力する。その他は実施の形態１と同様である。

【００５６】

変動抑制部７は、速度変動抑制を行うために、例えば、入力される推定回転数$\omega\hat{}$と推定回転位相θとに基づいて、電流位相指令β^*と電流振幅指令補正値I_h^*とを作成する。トルク補正量は実施の形態１で説明したように求めればよく、その結果に基いて電流位相指令β^*と電流振幅指令補正値I_h^*を決める。実施の形態１で説明したように、ブラシレスモー４の出力トルク（以下、単に出力トルクという）を減少させるためには、電流位相指令β^*を増大してもよいし、電流振幅値を減少させてもよい。逆に、出力トルクを増大させるためには電流位相指令β^*を減少させてもよいし、電流振幅値を増大させてもよい。従って、どちらをどのように定めるかは自由に決めることができる。しかしながら、電流振幅指令補正値I_h^*の値の範囲は、望ましい電源力率の値に応じて設定することもできる。例えば、電源力率を０．９以上としたい場合には、回転子が１回転する期間における電流振幅指令I^*の最大値と最小値の比率が０．３以上となるように電流振幅指令補正値I_h^*を設定することが望ましい。また、電源力率を０．９５以上としたい場合には、電流振幅指令I^*の最大値と最小値の比率が０．５以上となるように電流振幅指令補正値I_h^*を設定することが望ましい。このように、所望の電源力率に応じて電流振幅指令補正値I_h^*の取り得る値の範囲を設定し、電流振幅指令I^*を決める。その状態で振動抑制が充分でない場合は速度変動が検出されるので、その場合は電流位相指令β^*を増減させて振動を抑制すればよい。

【００５７】

以上に説明したように、本実施の形態では、変動抑制部７が電流振幅補正値I_h^*と電流位相指令β^*とを速度変動を抑制するように指令するので、より自由度の高いモータ制御装置を提供することができる。また、所望の電源力率で駆動できるモータ制御装置を提供することができる。

実施の形態３

図８は本発明の実施の形態３に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図、図９は本実施の形態における波形図であって、(a)はインバータ回路の入力電圧の波形を示す図、(b)は電流振幅指令Ｉ*の波形を示す図である。図８において図１と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【００５８】

本実施の形態では、モータ制御装置１０１が、交流電源１の出力電圧を検出する電圧センサ１０３をさらに備え、制御部５が、電圧センサ１０３で検出された電圧の位相に基づいて回転数変動検出部８の出力を変調してこれを電流振幅指令Ｉ*として電流指令作成部９に出力する幅変調部１７をさらに備えている。その他の点は、実施の形態１と同様である。

【００５９】

具体的には、インバータ回路３に印加される電圧（入力電圧）は、図９(a)に示すように脈動する。このインバータ回路３の入力電圧は、交流電源１の出力電圧の絶対値の変化に従って変動し、その出力電圧の絶対値が大きい時は、インバータ回路３の入力電圧も高いため、ブラシレスモータ４に電流が流れやすくなる。また、インバータ回路３と整流回路２との間に小容量のコンデンサ（図示せず）が配置される場合には、そのコンデンサの電圧よりも交流電源１（正確には整流回路２）の出力電圧が高くなるとコンデンサへのチャージ電流が発生する。

【００６０】

そこで、振幅変調部１７は、電圧センサ１０３を介して検出した交流電源１の電圧位相に基づき回転数変動検出部８の出力を変調して、図９(b)に示すように、交流電源１の出力電圧の絶対値が増大する期間はブラシレスモータ４に流れる電流が小さくなり、交流電源１の出力電圧の絶対値が減少する期間はブラシレスモータ４に流れる電流が大きくなるような電流振幅指令Ｉ*を作成し、これを電流指令作成部９に出力する。

【００６１】

これにより、交流電源１から流入する電流がより滑らかになり、電源力率がさらに向上する。なお、上記では実施の形態１を変形する場合を説明したが、実施の形態２を同様に変形してもよい。この場合、図８の振幅変調部１７の出力を図

２の加算部１６に入力すればよい。

実施の形態４

図１０は本発明の実施の形態４に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図１０において図１と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【００６２】

本実施の形態では、モータ制御装置１０１が、整流回路２とインバータ回路３の間に設けられた充放電回路１８をさらに備えている。

【００６３】

充放電回路１８は、整流回路２の出力端子間に互いに直列に接続されたツェナーダイオードとコンデンサとで構成されている。

【００６４】

このような構成とすることにより、整流回路２の出力電圧が、コンデンサに保持された電圧とツェナーダイオードの降伏電圧との和（以下、充放電回路電圧という）を超えると、コンデンサに充電が開始される。この充電は、充放電回路電圧に対し、脈動する整流回路２の出力電圧が高い時は常に行われ、整流回路２の出力電圧が低い時にはコンデンサからの放電が行われる。図９(a)に示すように、充放電回路１８が存在しない場合には、インバータ回路３の入力電圧の最小値はほぼ０Ｖになるため、充放電回路１８のコンデンサは、交流電源１の出力電圧に同期してその２分の１の周期で完全に放電される。このように、交流電源１の出力電圧の２分の１の周期で必ず放電が行われるので、交流電源１の出力電圧が高い時には毎回充電用の電流が流れ、交流電源１からの電流の流入量が増大する。その結果、通電期間が長くなり、さらに電源力率が向上する。また、高負荷運転の場合においても電源力率を低下させずに振動を低減することが可能である。

【００６５】

なお、上記では、実施の形態１を変形したが、実施の形態２及び３を同様に変形し同様の効果を得ることができるのはいうまでもない。

【００６６】

また、ツェナーダイオードに流れる突入電流（コンデンサに充電される瞬間の最初の電流）を小さくしたい場合は、ツェナーダイオードとコンデンサとの他に

に抵抗を直列接続してもよい。

実施の形態５

図１１は本発明の実施の形態５に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図１１において図１と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【００６７】

本実施の形態は、モータ制御装置１０１が、充放電回路制御部１９、充放電回路２０、電圧センサ１０３、及び電流センサ１０４をさらに備えている。その他の点は実施の形態１と同様である。

【００６８】

充放電回路１９は、整流回路２の出力端子間に互いに直列に接続された双方向スイッチとコンデンサとで構成されている。双方向スイッチは、ここでは充電スイッチ及び放電スイッチとして用いられる。充放電回路制御部１９は、トルク指令オンオフ判定部２１と、交流電流指令作成部２２と、充電スイッチ指令作成部２３と、放電スイッチ指令作成部２４とを備えている。

【００６９】

トルク指令オンオフ判定部２１は、制御部５からの電流振幅指令Ｉ*を受けて、ブラシレスモータ４に与える電流振幅指令値が大きい時であるか小さい時であるかを判定する。その判定方法は、電流振幅指令Ｉ*の回転子１回転の平均値（以下、電流振幅指令平均値という）を求め、現在の電流振幅指令Ｉ*（以下、電流振幅指令現在値という）が電流振幅指令平均値と比較して大きいか小さいかを判定する。この判定結果は交流電流指令作成部２２に出力される。

【００７０】

交流電流指令作成部２２は、電圧センサ１０３を介して交流電源１の電圧位相を検出し、トルク指令オンオフ判定部２１の判定結果に基づいて、交流電流指令Ｉａｃ*を作成する。上記判定において電流振幅指令現在値が電流振幅指令平均値より小さい期間（以下、期間１という）では、交流電流指令Ｉａｃ*を交流電源１の電圧位相に基づいて作成し、電流振幅指令現在値が電流振幅指令平均値より大きい期間（以下、期間２という）では交流電流指令Ｉａｃ*の出力を停止する。期間１ではインバータ回路３がブラシレスモータ４に印加する電圧値が小さ

いので、モータ電流は小さい。従って、交流電源１から流入する電流（以下、交流電源電流という）は、ほとんどが充放電回路２０のコンデンサに充電される。そこで、交流電流指令Ｉａｃ*は、交流電源電流の振幅値が期間１の間中、コンデンサの電圧が過電圧にならない範囲に制限されるように作成される。そして、このように作成された交流電流指令Ｉａｃ*は、充電スイッチ指令作成部２３に入力される。充電スイッチ指令作成部２３は、電流センサ１０４を介して検出した交流電源電流の値が交流電流指令Ｉａｃ*に一致するようにフィードバック制御する。このフィードバック制御は、充放電回路２０の充電スイッチをＰＷＭ動作させることによって遂行される。ここで使用するフィードバックアルゴリズムには一般的にはＰＩ制御が採用されるが、これに限るものではない。

【００７１】

一方、期間２では、充電スイッチ指令作成部２３は交流電流指令Ｉａｃ*が入力されないので、充電スイッチを停止させる。

【００７２】

また、期間２では、インバータ回路３がブラシレスモータ４に印加する電圧値が大きいので、モータ電流は大きい。従って、交流電源電流も大きい。しかし、交流電源１の出力電圧が小さい時はブラシレスモータ４に所要の電圧を印加しにくくなる。そこで、放電スイッチ指令作成部２４は、充放電回路２０の放電スイッチをオンさせることにより、ブラシレスモータ４に所要の電圧を印加すると同時に次の期間１でコンデンサを充電できるようにする。放電スイッチ指令作成部２４は、電圧センサ１０３を介して検出した交流電源１の電圧位相に基づいて放電スイッチをオンするタイミングを決める。

【００７３】

以上の動作をブラシレスモータ４の１回転毎に継続的に行うことで、交流電源１からの電源力率を高めることができる。

【００７４】

なお、制御部５はモータ電流の振幅を制御することによって振動を抑制する第２の従来例における制御部で構成してもよい。

実施の形態６

図１２は本発明の実施の形態６に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図１２において図１１と同一符号は同一又は相当する部分を示す。

【００７５】

図１２に示すように、本実施の形態では、実施の形態５（図１１）の充放電回路２０及び充放電回路制御部２１が、それぞれ、コンバータ回路２５及びコンバータ回路制御部２６に置き換えられ、電圧センサ１０５をさらに備えている。その他の点は実施の形態５と同様である。

【００７６】

コンバータ回路２５は、インダクタ、スイッチング素子、ダイオード、及びコンデンサを備えた周知の回路で構成されている。

【００７７】

コンバータ回路制御部２６は、トルク指令オンオフ判定部２１、交流電流指令作成部２２、充放電指令作成部２９とを備えている。

【００７８】

トルク指令オンオフ判定部２１は実施の形態５と同様である。交流電流指令作成部２８は、電圧センサ１０３を介して交流電源１の電圧位相を検出し、正弦波状の交流電流指令を作成する。充放電指令作成部２９は、電流センサ１０４を介して交流電源電流を検出し、交流電源電流の値がこの交流電流指令に一致するように該交流電源電流をフィードバック制御する。このフィードバック制御は、充放電指令作成部２９がコンバータ回路２５のスイッチング素子にＰＷＭ制御信号を出力し、そのスイッチング素子がそのＰＷＭ信号に従ってスイッチング動作することにより遂行される。このフィードバック制御は、一般的にはＰＩ制御が採用されるが、これに限るものではない。

【００７９】

交流電流指令作成部２８は、期間１と期間２とで、作成する交流電流指令の振幅値が異なる。期間１では、ブラシレスモータ４のモータ電流を小さくするので、インバータ回路３にはほとんど電流が流れない。従って、コンバータ回路２５のコンデンサは交流電流指令に基づいた電流によって充電される。一方、期間２では、インバータ回路３を通じてブラシレスモータ４に電流が流れるので、充電

されたコンデンサから放電されると同時に、交流電源１からも電力が供給される。そこで、期間１においては、交流電流指令の振幅値を小さくし、期間２においては交流電流指令の振幅値を大きくする。なお、交流電流指令の期間２における振幅値に対する期間１の振幅値の比率は、電源力率を０．９にしたい場合には０．３以上に、電源力率を０．９５にしたい場合には０．５以上に設定すればよい。但し、ブラシレスモータ４が１回転した時にコンデンサの充電量と放電量とが等しくなることが必要であるため、交流電流指令作成部２２は、電圧センサ１０５を介してコンデンサの保持電圧を検出し、それに基づいて交流電流指令の振幅値を調整する。

実施の形態７

本発明の実施の形態７は、実施の形態１乃至６のモータ制御装置の電気機器への適用例を示す。

【００８０】

本実施の形態に係る電気機器は、例えば、空気調和器（図示せず）又は冷蔵庫（図示せず）であり、その熱媒体を圧縮する圧縮機が実施の形態１乃至６のモータ制御装置により制御されるブラシレスモータによって駆動される。

【００８１】

【発明の効果】

本発明は以上に説明した形態により実施され、モータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器において、インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制することができるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図１】

本発明の実施の形態１に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図２】

図１のブラシレスモータの回転子角度に対する負荷トルク、速度、検出速度、検出加速度、及びトルク指令補正量の変化の一例を表す図である。

【図３】

図３は変動抑制部の構成を示すブロック図である。

【図４】

トルク変動と電流位相指令β^*の出力の関係を示す特性図である。

【図５】

第２の従来例において平滑コンデンサを省略した場合における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流振幅指令I^*の波形を示す図である。

【図６】

本実施の形態における波形図であって、(a)は交流電源電流の波形を示す図、(b)はモータ電流の波形を示す図、(c)は電流位相位相指令β^*の波形を示す図である。

【図７】

本発明の実施の形態２に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図８】

本発明の実施の形態３に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図９】

本発明の実施の形態３における波形図であって、(a)はインバータ回路の入力電圧の波形を示す図、(b)は電流振幅指令I^*の波形を示す図である。

【図１０】

本発明の実施の形態４に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図１１】

本発明の実施の形態５に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図１２】

本発明の実施の形態６に係るモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図１３】

第１の従来例のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図１４】

第１の従来例のモータ制御装置のトルク指令と交流電源の電圧及び電流の一例を示すグラフである。

【図１５】

従来のロータリー型圧縮機の負荷トルク変動の一例を示す特性図である。

【符号の説明】

１　交流電源

２　整流回路

３　インバータ回路

４　ブラシレスモータ

５　制御部

６　回転数／回転位相推定部

７　変動抑制部

８　回転数誤差検出部

９　電流指令作成部

１０　印加電圧作成部

１１　回転子加速度検出部

１２　減算器

１４　電流位相指令変換部

１５　電流位相指令補正量補間部

１６　加算部

１７　振幅変調部

１８　充放電回路

１９　充放電回路制御部

２０　充放電回路

２１　トルク指令オンオフ判定部

２２　交流電流指令作成部

２３　充電スイッチ指令作成部

２４　放電スイッチ指令作成部

２５　コンバータ回路

２６　コンバータ回路制御部

２９　充放電指令作成部

１０１　モータ制御装置

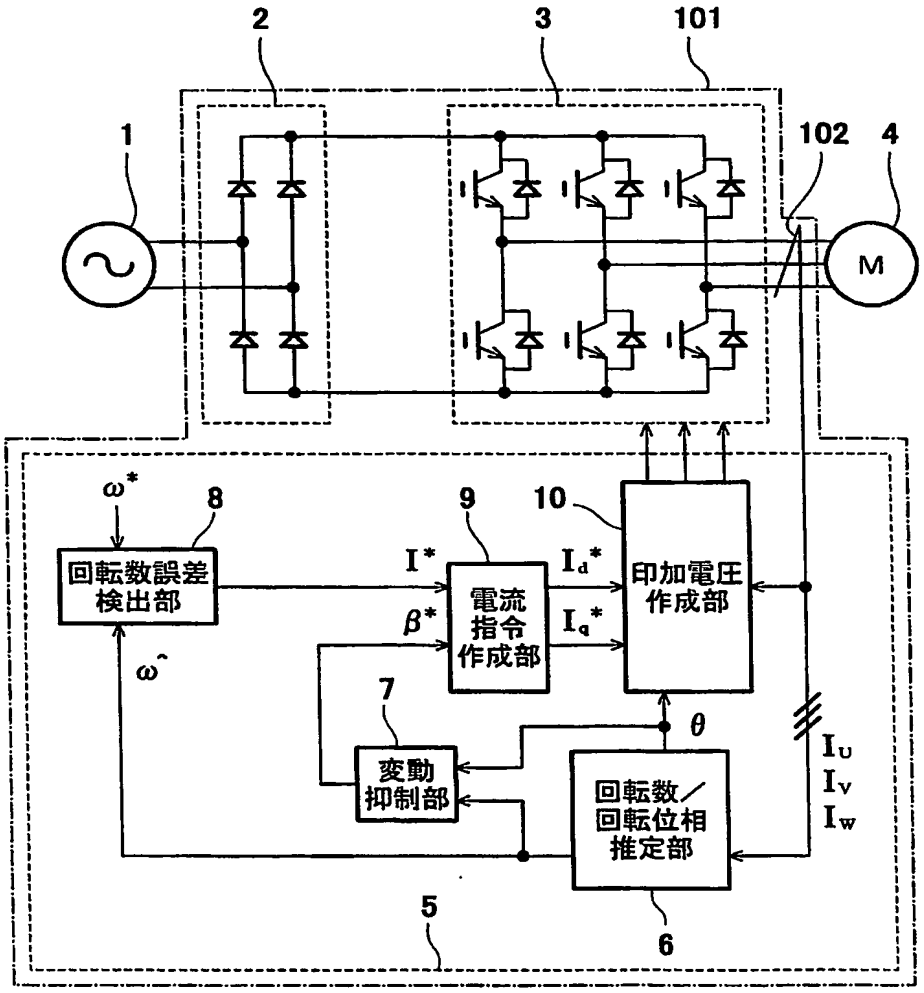
１０２，１０４　電流センサ

１０３，１０５　電圧センサ

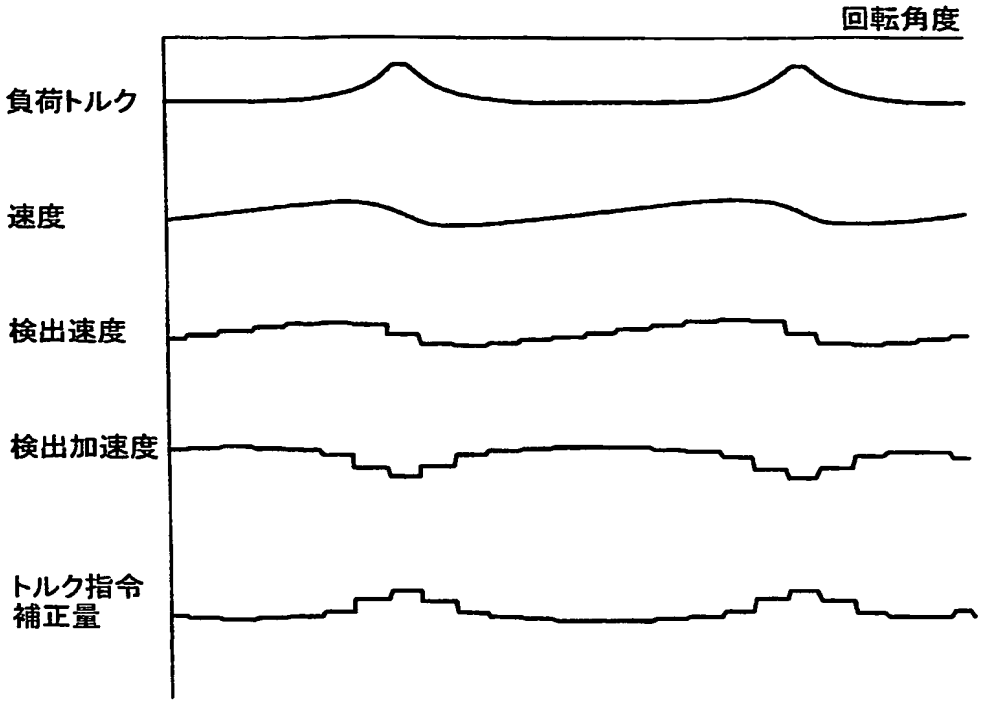
Ａｃ１～Ａｃｎ　第１～第ｎ加速度制御部

【書類名】　図面

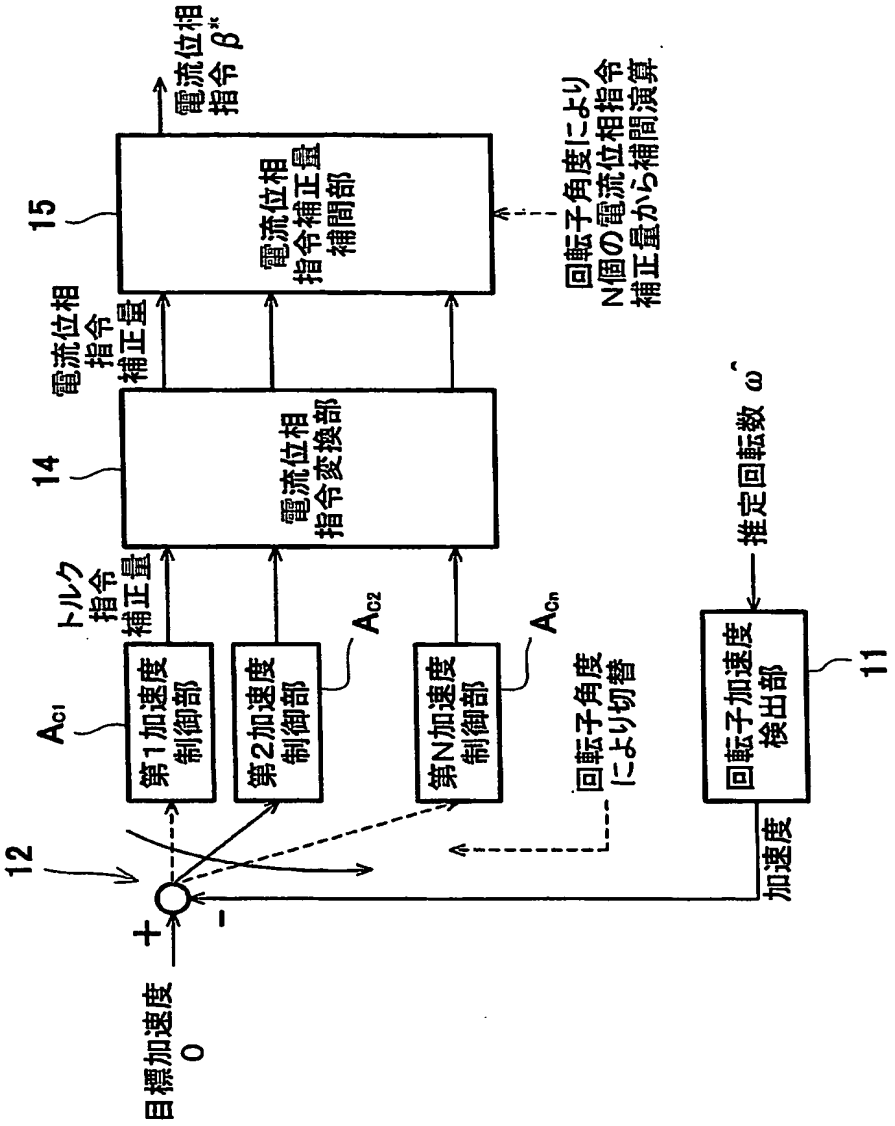
【図１】


2
3
101
1
102
4
M
ω*
8
9
10
回転数誤差
検出部
I*
β*
電流
指令
作成部
Id*
Iq*
印加電圧
作成部
ω^
7
θ
変動
抑制部
回転数／
回転位相
推定部
IU
IV
IW
5
6

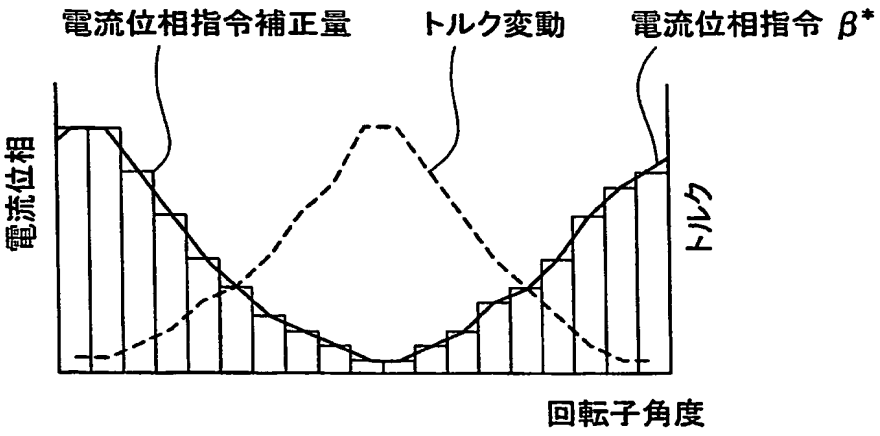
【図２】



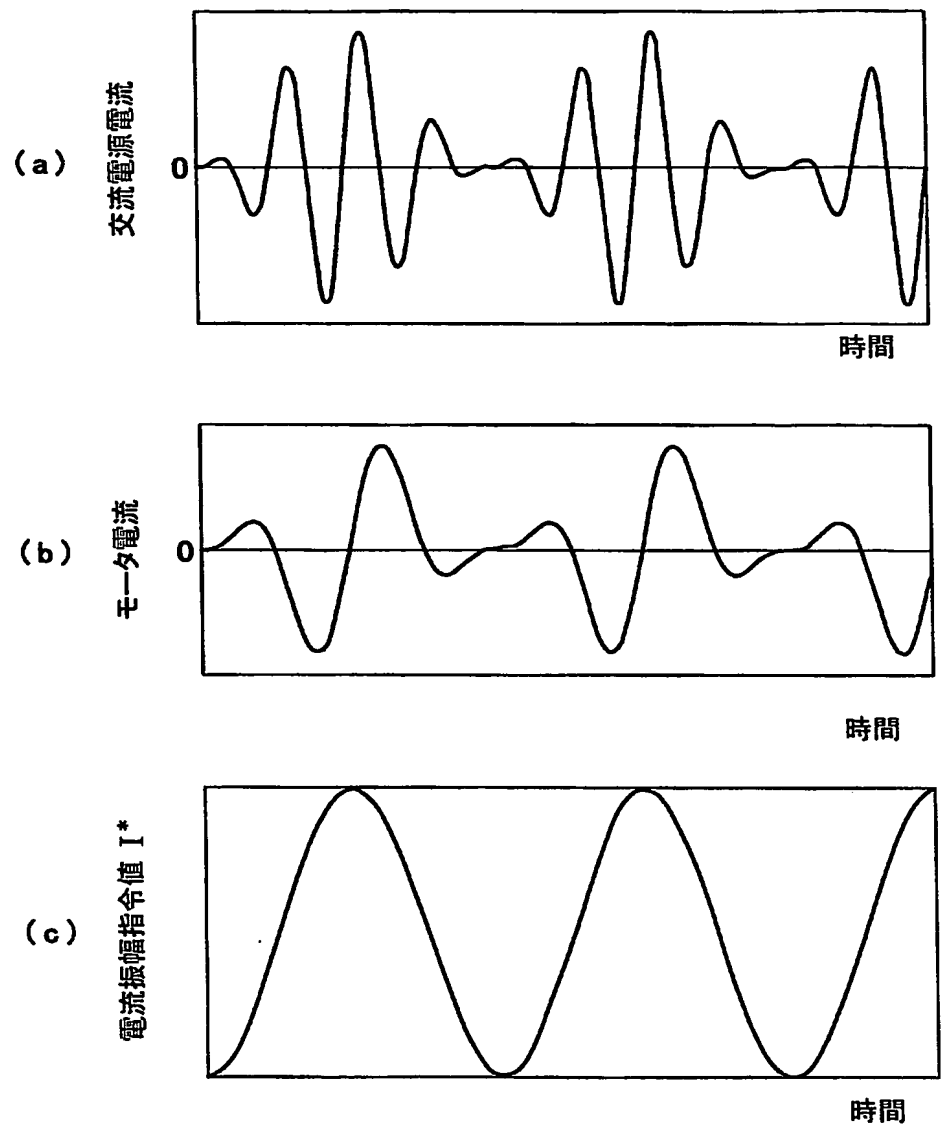
【図３】


目標加速度
0
12
+
-
加速度
回転子加速度
検出部
11
推定回転数 ω^
回転子角度
により切替
第1加速度
制御部
第2加速度
制御部
第N加速度
制御部
Ac1
Ac2
Acn
トルク
指令
補正量
14
電流位相
指令変換部
電流位相
指令
補正量
15
電流位相
指令補正量
補間部
回転子角度により
N個の電流位相指令
補正量から補間演算
電流位相
指令 β*

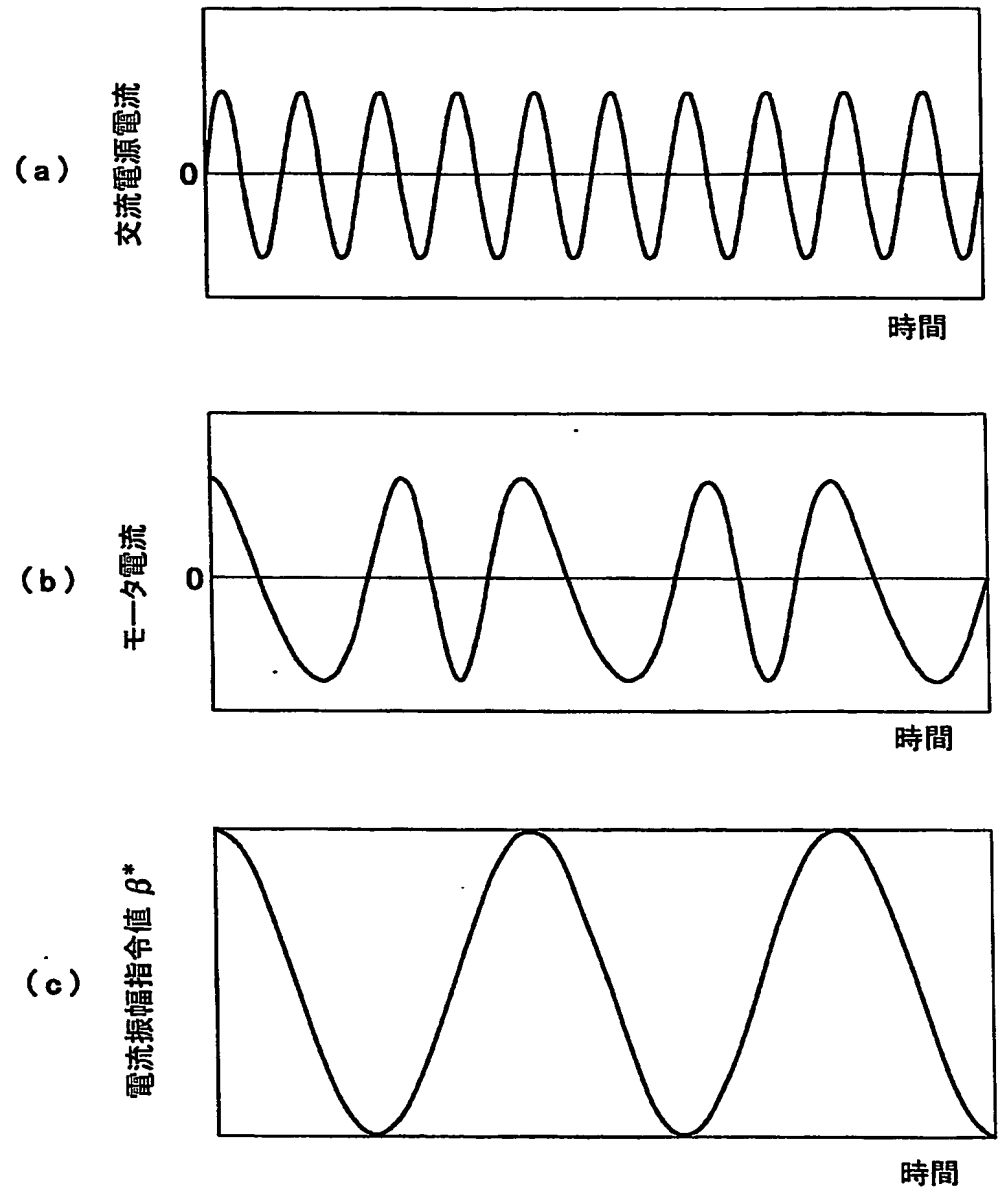
【図４】



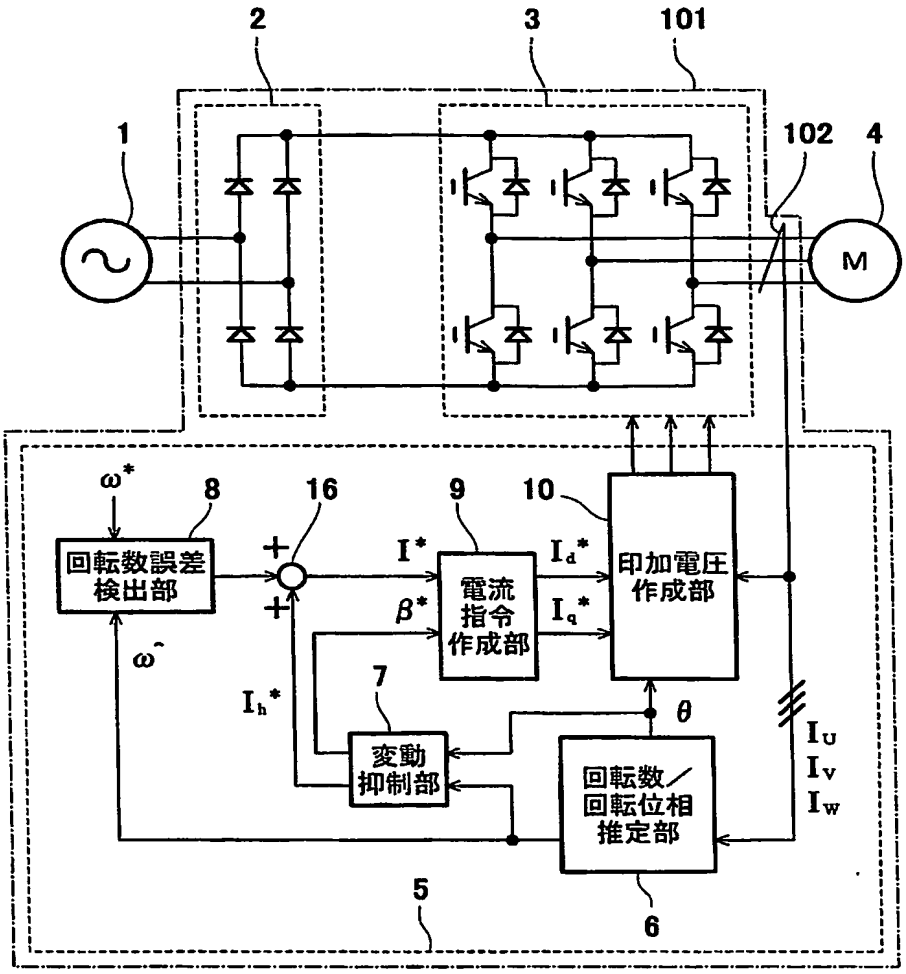
【図５】



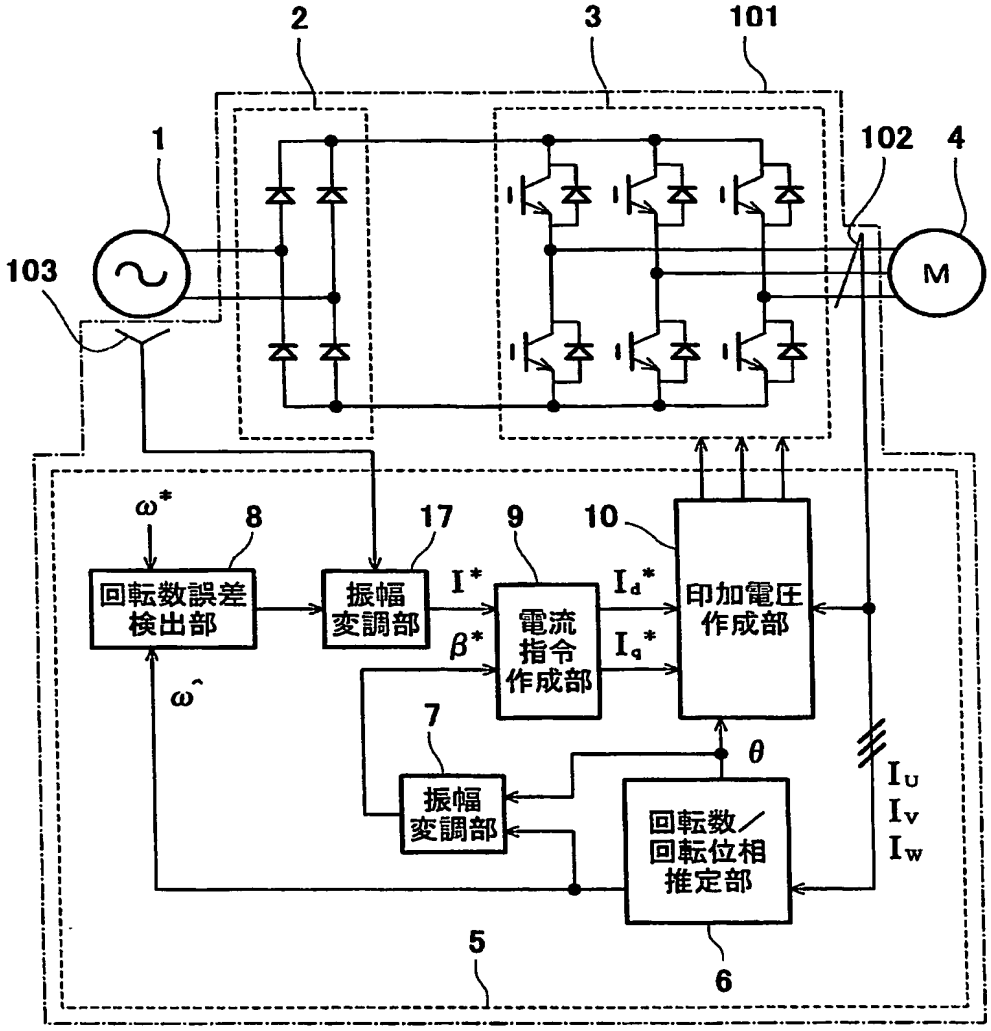
【図６】



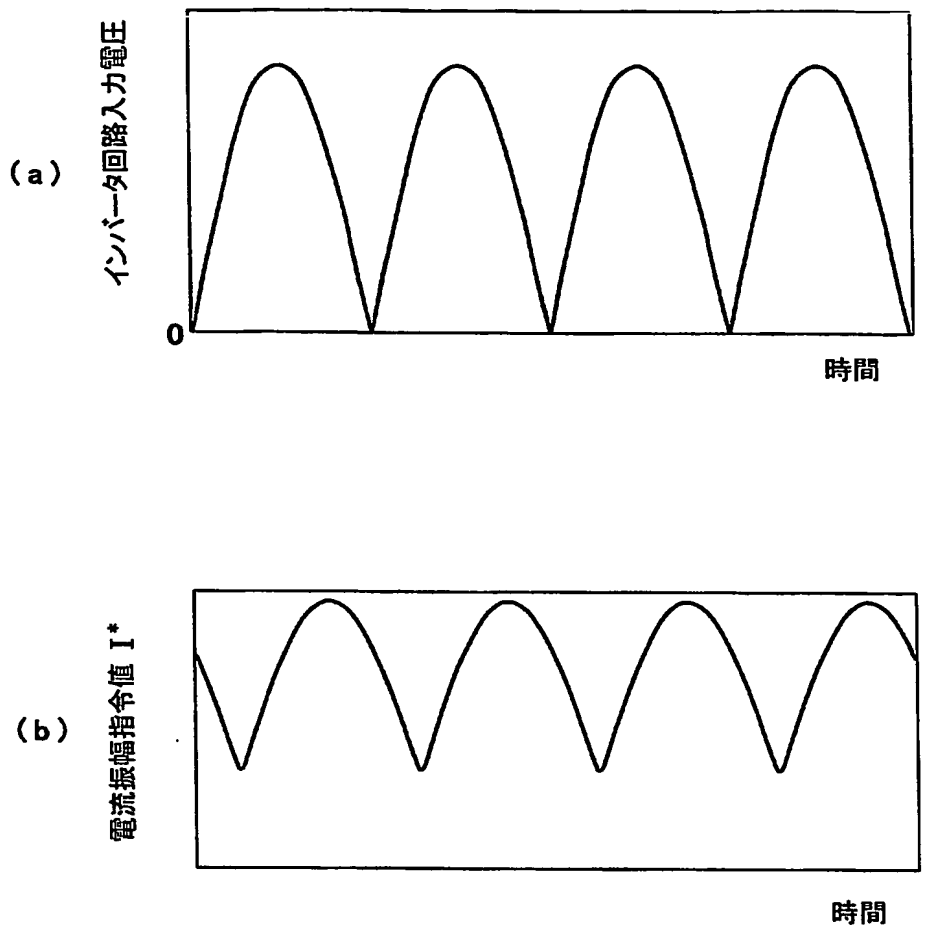
【図７】


2
3
101
1
102
4
M
ω*
8
16
9
10
回転数誤差
検出部
I*
Id*
印加電圧
作成部
β*
電流
指令
作成部
Iq*
ω^
Ih*
7
θ
IU
Iv
Iw
変動
抑制部
回転数／
回転位相
推定部
5
6

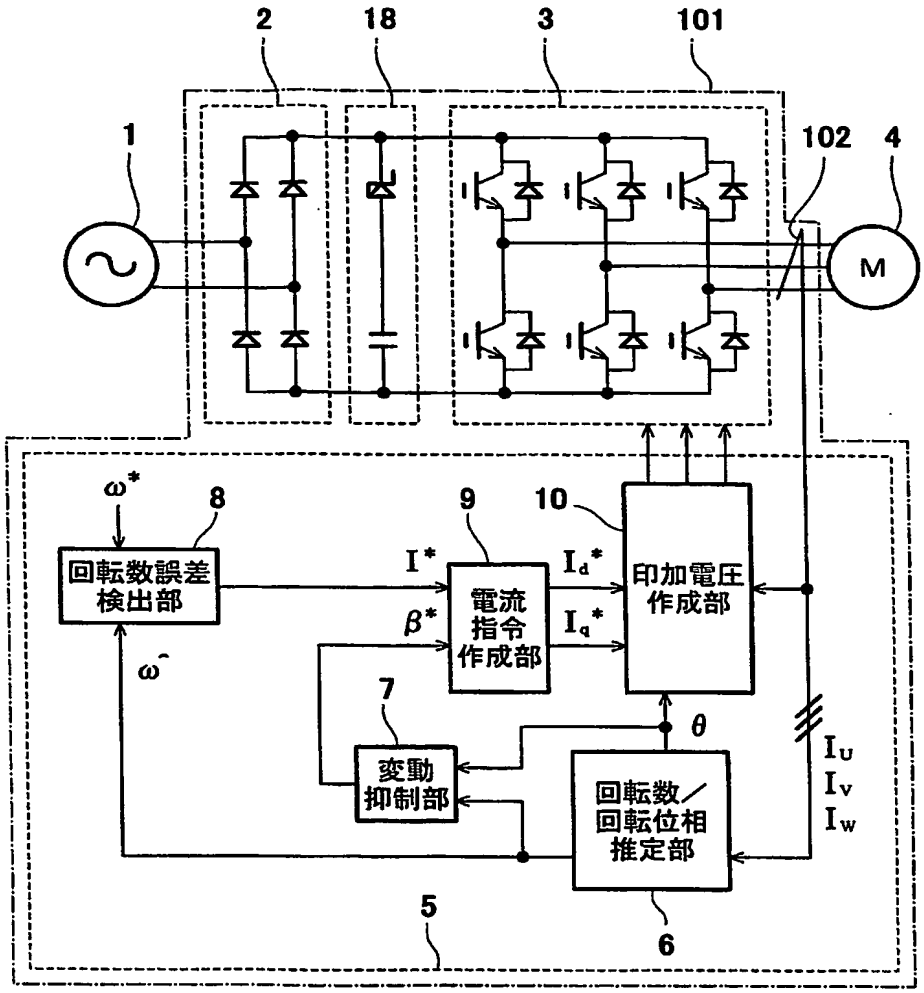
【図８】


2
3
101
1
102
4
103
M
ω*
8
17
9
10
回転数誤差
検出部
振幅
変調部
I*
β*
電流
指令
作成部
Id*
Iq*
印加電圧
作成部
ω^
7
θ
振幅
変調部
回転数／
回転位相
推定部
Iu
Iv
Iw
5
6

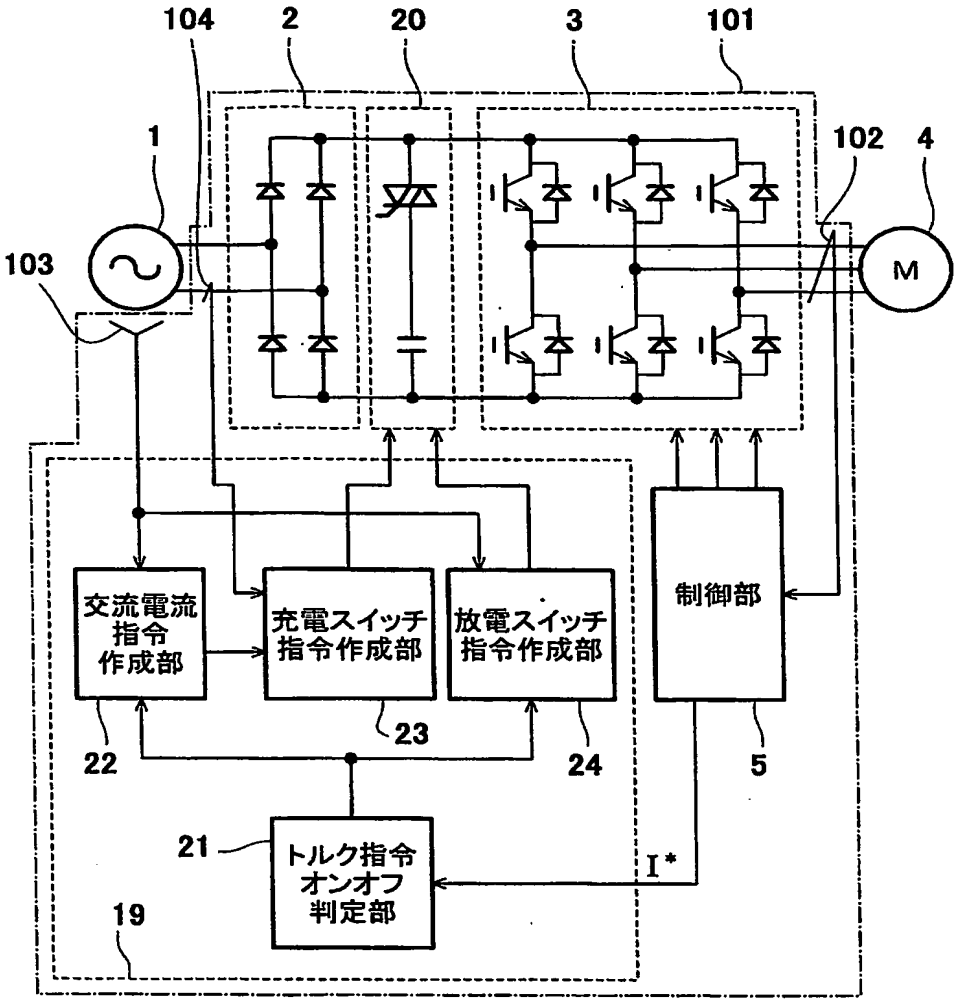
【図９】



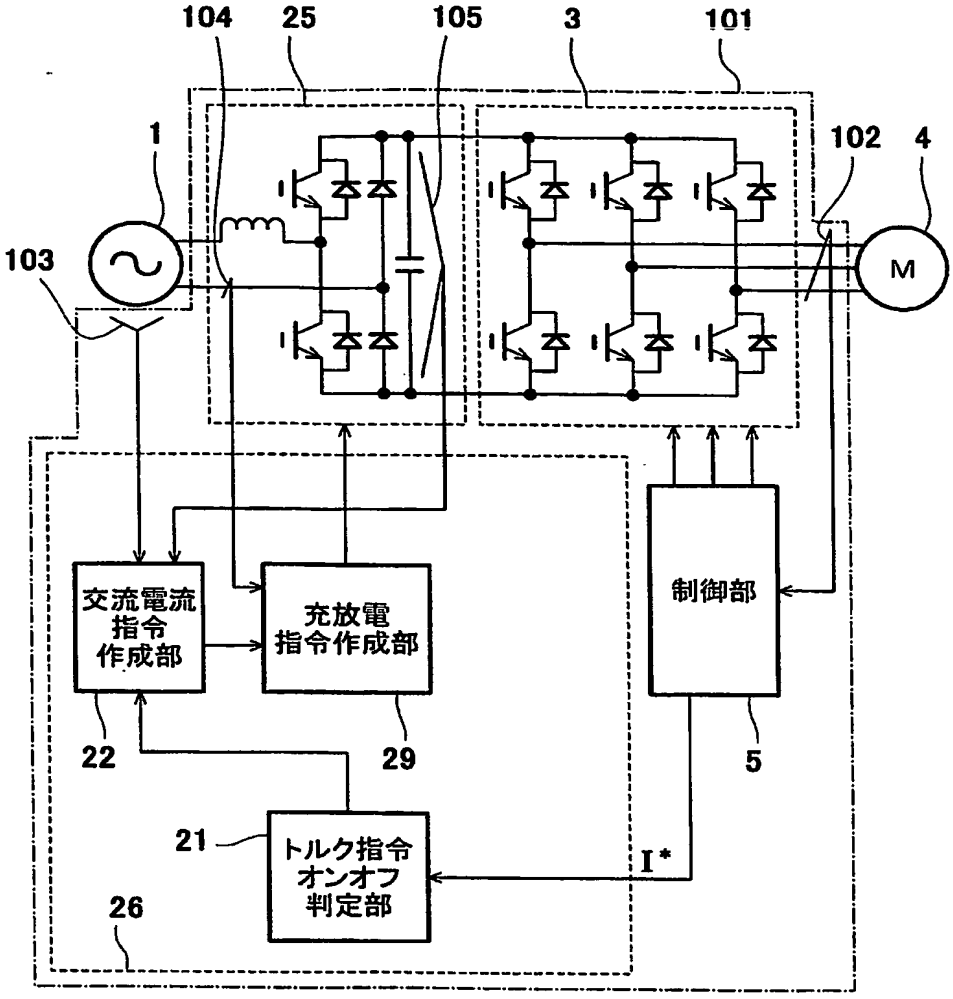
【図１０】


2
18
3
101
1
102
4
M
ω*
8
9
10
回転数誤差
検出部
I*
電流
指令
作成部
β*
Id*
Iq*
印加電圧
作成部
ω^
7
θ
変動
抑制部
回転数／
回転位相
推定部
Iu
Iv
Iw
5
6

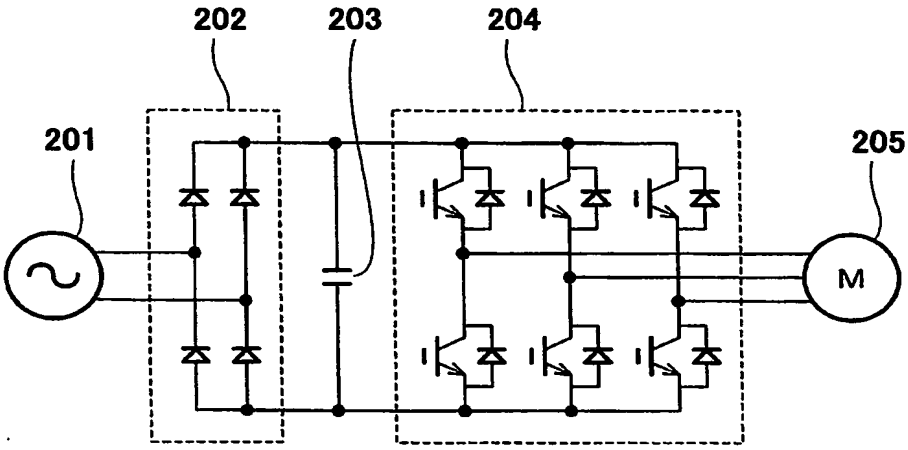
【図１１】


104
2
20
3
101
1
102
4
103
M
交流電流
指令
作成部
充電スイッチ
指令作成部
放電スイッチ
指令作成部
制御部
22
23
24
5
21
トルク指令
オンオフ
判定部
I*
19

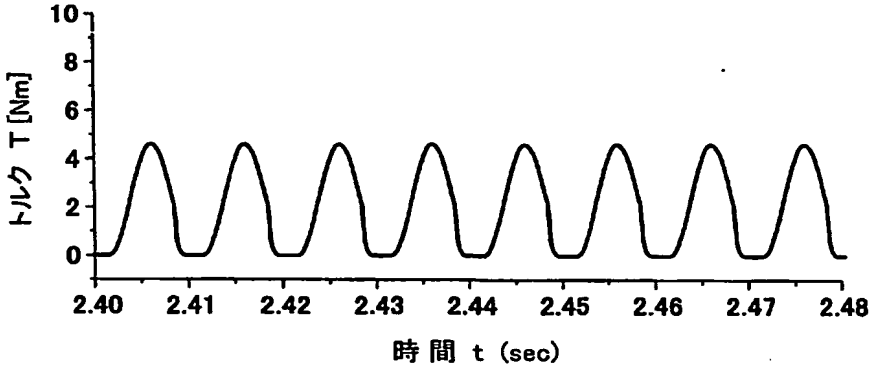
【図１２】


104
25
105
3
101
1
102
4
103
M
交流電流
指令
作成部
充放電
指令作成部
制御部
22
29
5
21
トルク指令
オンオフ
判定部
I*
26

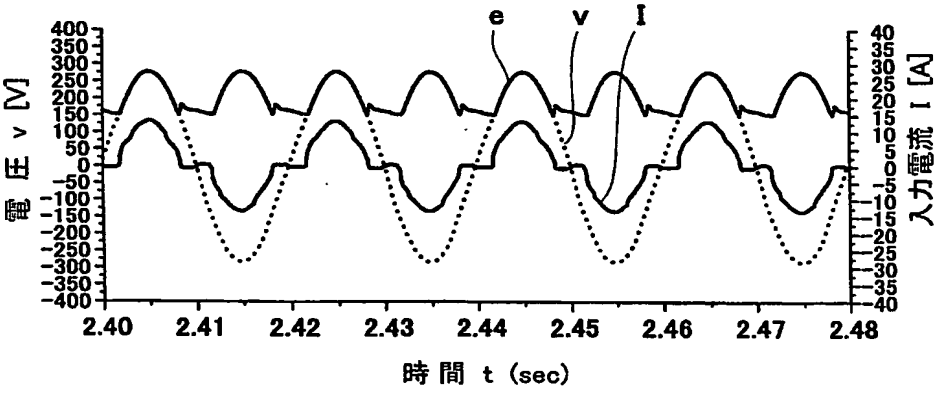
【図１３】



【図１４】

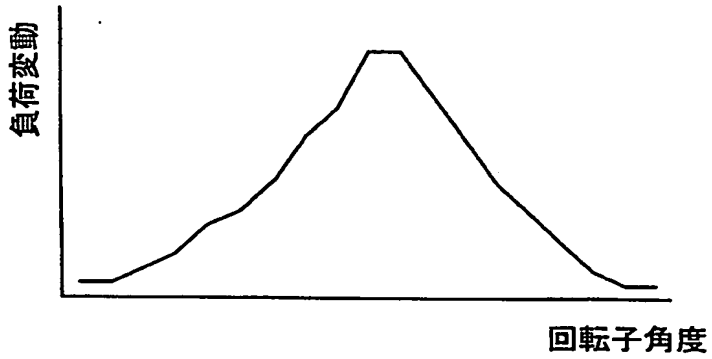

トルク T [Nm]
10
8
6
4
2
0
2.40
2.41
2.42
2.43
2.44
2.45
2.46
2.47
2.48
時 間 t (sec)

(a)


e
v
I
電 圧 v [V]
入力電流 I [A]
400
350
300
250
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
-250
-300
-350
-400
40
35
30
25
20
15
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-40
2.40
2.41
2.42
2.43
2.44
2.45
2.46
2.47
2.48
時 間 t (sec)

(b)

【図１５】



【書類名】　要約書

【要約】

【課題】　インダクタや平滑用コンデンサを小容量化しても電源力率を低下させることなく負荷トルク変動による振動の発生を抑制可能なモータ制御装置並びにそれを用いた圧縮機及び電気機器モータ制御装置を提供する。

【解決手段】　ブラシレスモータ４を駆動するインバータ回路３と、インバータ回路３を介してブラシレスモータ４のモータ電流の位相を制御することによりブラシレスモータ４の回転速度を制御する制御部５とを備えている。

【選択図】　図１

認定・付加情報

特許出願の番号	特願２００３－１１７１４９
受付番号	５０３００６６８０７７
書類名	特許願
担当官	第三担当上席　　００９２
作成日	平成１５年　４月２３日

＜認定情報・付加情報＞

【提出日】　平成15年 4月22日

【特許出願人】

【識別番号】　000005821

【住所又は居所】　大阪府門真市大字門真１００６番地

【氏名又は名称】　松下電器産業株式会社

【代理人】　申請人

【識別番号】　100065868

【住所又は居所】　兵庫県神戸市中央区東町１２３番地の１　貿易ビル３階　有古特許事務所

【氏名又は名称】　角田　嘉宏

【選任した代理人】

【識別番号】　100088960

【住所又は居所】　兵庫県神戸市中央区東町１２３番地の１貿易ビル３階　有古特許事務所

【氏名又は名称】　高石　▲さとる▼

【選任した代理人】

【識別番号】　100106242

【住所又は居所】　兵庫県神戸市中央区東町１２３番地の１　貿易ビル３階　有古特許事務所

【氏名又は名称】　古川　安航

【選任した代理人】

【識別番号】　100110951

【住所又は居所】　兵庫県神戸市中央区東町１２３番地の１　貿易ビル３階　有古特許事務所

【氏名又は名称】　西谷　俊男

【選任した代理人】

【識別番号】　100114834

【住所又は居所】　兵庫県神戸市中央区東町１２３番地の１　貿易ビ

次頁有

認定・付加情報（続き）

ル３階有古特許事務所
【氏名又は名称】　幅　慶司

次頁無

特願２００３－１１７１４９

出願人履歴情報

識別番号　［０００００５８２１］

１．変更年月日　１９９０年　８月２８日
［変更理由］　新規登録
住　所　大阪府門真市大字門真１００６番地
氏　名　松下電器産業株式会社